

# Control óptimo de par para máquinas SynRM aplicadas a vehículo eléctrico

E. Trancho<sup>1</sup>, E. Ibarra<sup>2</sup>, A. Arias<sup>3</sup>, I. Kortabarria<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Tecnalia Research and Innovation, unidad Industria y Transporte, c/ Geldo, Edif. 700, 48160 Derio

<sup>2</sup> Departamento de Tecnología Electrónica, UPV/EHU, C. Rafael Moreno Pitxitxi 3, 48013 Bilbao

<sup>3</sup>Institut d'Organització i Control, Universitat Politècnica de Catalunya, Diagonal, 647, 08028 Barcelona  
elena.trancho@tecnalia.com

**Resumen**—Las máquinas de reluctancia síncrona asistidas por imanes están atrayendo un considerable interés como alternativa a las máquinas síncronas de imanes permanentes para su uso en sistemas de propulsión de vehículos eléctricos. El control óptimo de estas máquinas (incluyendo operación en debilitamiento de campo) puede resultar complejo, ya que estas son, por lo general, muy sensibles al fenómeno de la saturación magnética. En este artículo se trata su control, desde los reguladores hasta el pre-cálculo de referencias de corriente óptimas para todo el rango de operación de la máquina. Finalmente, se muestran resultados experimentales obtenidos en una máquina de 51 kW.

**Index Terms**—SynRM, EV, Control óptimo, FOC.

## I. INTRODUCCIÓN

Las máquinas síncronas de imanes permanentes (PMSM) se han considerado tradicionalmente como candidatas apropiadas para su aplicación en vehículos eléctricos e híbridos, principalmente debido a su alta densidad de potencia y eficiencia elevada [1], [2]. Sin embargo, el uso de materiales de alta densidad magnética, tales como aleaciones de neodimio-hierro-borono (NdFeB), disprosio (Dy) u otras tierras raras conlleva las siguientes desventajas [3], [4]:

- El precio de estos materiales es elevado y fluctuante.
- Existe el peligro de agotamiento de éstos, debido a su extensivo uso en diferentes sectores industriales.
- Existe un monopolio de estos recursos. Estos materiales se concentran en limitados países, de los cuales China se posiciona como el mayor productor de neodimio.

Por ello, comienzan a atraer la atención de la comunidad científica y de la industria máquinas que no dependen de dichos materiales, tales como máquinas de reluctancia conmutada (SRMs) [5], [6] o máquinas de inducción (IMs) [7]. Cabe destacar las máquinas de reluctancia síncrona (SynRMs), ya que tienen capacidad de operar a elevada temperatura y cuentan con una alta eficiencia. Por esta serie de razones, son una tecnología prometedora para la nueva generación de vehículos eléctricos e híbridos [4]. En este tipo de máquinas, la fabricación del rotor se lleva a cabo sin emplear imanes permanentes [8], [9] aunque existen diseños donde el rotor es asistido por pequeños imanes de ferrita (PM-assisted SynRMs) [10]. Esto permite una reducción de costes de fabricación, aspecto considerado uno de los más críticos en la industria de la automoción. Mientras que la estructura del estator de una máquina SynRM es idéntica a la tecnología

PMSM, la construcción del rotor resulta más compleja. La asimetría entre los ejes  $d$  y  $q$  se maximiza, favoreciendo la saliencia magnética y, en consecuencia, la producción de par reluctante. Además, esta anisotropía hace esta tecnología de máquina ideal para la implementación de estrategias de control *sensorless* basadas en la inyección de señales de alta frecuencia [11].

Por otra parte, cabe destacar que las máquinas síncronas asistidas por imanes de ferrita pueden llegar a producir el 75 % del par de una máquina síncrona de imanes permanentes de imanes enterrados (IPMSM) para el mismo tamaño y sistema de refrigeración [12].

La alta saliencia y el fenómeno de saturación magnética deben considerarse en el algoritmo de control para que éste actúe de forma óptima, garantizando la respuesta dinámica, minimizando las pérdidas en la máquina y respetando el límite de tensión (debilitamiento de campo). En ese sentido, este trabajo aborda los reguladores del lazo de control. Además, se exponen tres métodos válidos para pre-calcular las referencias de corriente óptimas en todo el rango de operación del vehículo eléctrico. Finalmente, se muestran resultados experimentales que verifican la validez de esta aproximación.

## II. MODELO DE MÁQUINA SYNRM

Teniendo en cuenta el fenómeno de la saturación magnética, las tensiones de estator en el plano  $dq$  de una máquina SynRM asistida por imanes se pueden expresar como:

$$v_d = R_s i_d + \frac{d\Psi_d(i_d, i_q)}{dt} - P\omega_m \Psi_q(i_d, i_q), \quad (1)$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\Psi_q(i_d, i_q)}{dt} + P\omega_m \Psi_d(i_d, i_q), \quad (2)$$

donde  $R_s$  es la resistencia de estator,  $\omega_m$  es la velocidad mecánica y  $P$  es el número de pares de polos. Los flujos magnéticos se definen como:

$$\Psi_d(i_d, i_q) = L_d(i_d, i_q) i_d + \Psi_{pm}, \quad (3)$$

$$\Psi_q(i_d, i_q) = L_q(i_d, i_q) i_q, \quad (4)$$

siendo  $L_d(i_d, i_q)$  y  $L_q(i_d, i_q)$  las inductancias dependientes de las corrientes, siendo el flujo de los imanes permanentes del rotor  $\Psi_{pm}$  relativamente pequeño. Así mismo, el par electromagnético resultante se puede expresar como:

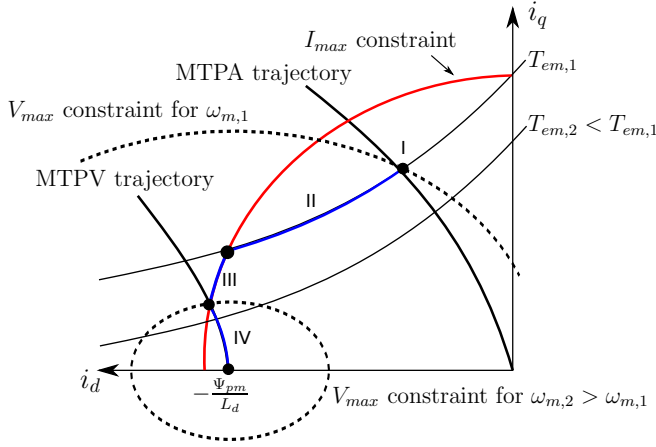


Figura 1: Trayectorias óptimas de corrientes de una máquina SynRM.

$$T_{em} = \frac{3}{2} P(\Psi \times \mathbf{i}), \quad (5)$$

siendo  $\Psi = (\Psi_d, \Psi_q)$  e  $\mathbf{i} = (i_d, i_q)$ .

De forma similar a las máquinas PMSM convencionales, las SynRM poseen restricciones debidas a los límites de corriente y tensión de bus permitidos. Estas limitaciones deben tenerse en cuenta a la hora de diseñar cualquier estrategia de control [13], pudiéndose expresar como se muestra a continuación:

$$\begin{aligned} \sqrt{i_d^2 + i_q^2} &\leq I_{max}, \quad (6) \\ L_d^2(i_d, i_q) \left[ i_d + \frac{\Psi_{pm}}{L_d(i_d, i_q)} \right]^2 + L_q^2(i_d, i_q) i_q^2 &\leq \left( \frac{V_{max}}{P\omega_m} \right)^2, \quad (7) \end{aligned}$$

siendo  $I_{max}$  y  $V_{max}$  la corriente y tensión máximas permitidas, respectivamente.

Mientras que la curva resultante de la condición de corriente máxima (6) produce una circunferencia de radio  $I_{max}$  en el plano  $dq$ , el límite de tensión aparece reflejado como una elipse cuyo radio se reduce a medida que la velocidad eléctrica de la máquina aumenta (7). La máquina debe de ser controlada de manera que se asegure que el vector de corrientes de estator  $i_{dq}$  se mantiene dentro de ambas curvas [13].

De acuerdo con esto, se distinguen cuatro regiones de operación [13]–[15]: (a) Región de máximo par por corriente (*Maximum Torque Per Ampere*, MTPA) (figura 1, región I), (b) región de debilitamiento de campo sin y con reducción de par (*Field Weakening*, FW) (figura 1, regiones II y III, respectivamente) y (c) región de máximo par por tensión (*Maximum Torque Per Voltage*, MTPV) (figura 1, región IV). Cabe destacar que la región MTPV únicamente existe si se cumple que  $\Psi_{pm}/L_d \leq I_{max}$ . Sin embargo, debido a consideraciones de diseño, esta región es muy común en máquinas eléctricas diseñadas para automoción.

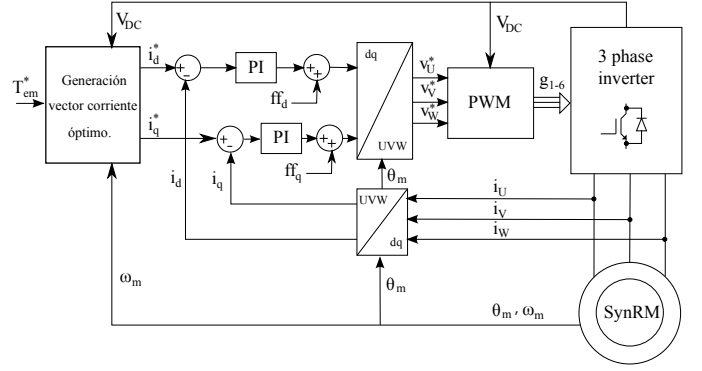


Figura 2: Estructura FOC convencional, incluyendo la generación óptima de corrientes de referencia.

### III. CONTROL OPTIMO DE UNA MÁQUINA SYNRM ASISTIDA POR IMANES

#### III-A. Control FOC en dominio $z$

En una máquina SynRM, las inductancias de los ejes  $d$  y  $q$  difieren, siendo  $L_d \neq L_q$ , por lo que es posible producir par reluctante. Dicho de otro modo, ambas corrientes ( $i_d$  e  $i_q$ ) tienen capacidad de producir par.

El control orientado a campo (*Field Oriented Control*, FOC) es una de las técnicas más populares para el control de par de máquinas síncronas [16]. La figura 2 muestra el diagrama general de control de par para una máquina SynRM. En este tipo de estrategia de control, las trayectorias de corriente óptimas  $i_d^*$  e  $i_q^*$  se generan partir del par de referencia  $T_{em}^*$ , de la velocidad mecánica y de la tensión de bus. Las corrientes medidas son transformadas en los ejes de referencia síncronos  $dq$  usando las transformadas de Park y Clarke. La estructura del control FOC regula las corrientes de estator  $i_d$  e  $i_q$  de acuerdo con su magnitud de referencia  $i_d^*$  e  $i_q^*$ . Para ello, se utilizan dos reguladores, mientras que los términos *feed-forward*  $ff_d$  y  $ff_q$  se incluyen en el controlador para mejorar la respuesta dinámica del sistema [17]:

$$ff_d = -\omega_e L_q i_q, \quad (8)$$

$$ff_q = \omega_e (L_d i_d + \Psi_m). \quad (9)$$

Finalmente, las tensiones de referencia  $\mathbf{v}_{UVW}^*$  se sintetizan utilizando, por lo general, una modulación de ancho de pulso (*Pulse Width Modulation*, PWM) o un algoritmo de modulación vectorial (*Space Vector Modulation*, SVM).

A partir de (1) y (2) se concluye que la dinámica de la planta puede simplificarse a un sistema de primer orden compuesto por una resistencia y una inductancia, mientras que la fuerza contraelectromotriz (*Back-ElectroMotive Force*, Back-EMF) actúa como una perturbación. Tradicionalmente, los controles FOC para máquinas síncronas se han diseñado utilizando reguladores de tipo PI (Proporcional Integral), tal y como se ilustra en la figura 3.

Aunque el uso de reguladores PI en el dominio de Laplace (dominio en  $s$ ) ha sido tradicionalmente utilizado en diversas aplicaciones, es aconsejable el ajuste de dichos reguladores en el dominio  $z$  incluyendo un prefiltro (PF) en los casos en

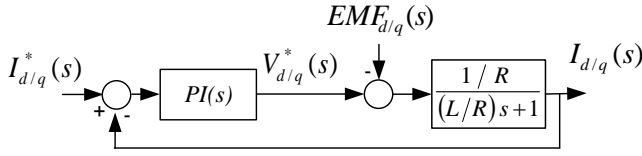


Figura 3: Esquema de control incluyendo un controlador PI(s), la función de transferencia de la planta y la corriente, tensión y señales de la fuerza contra electromotriz en los ejes  $d, q$ .

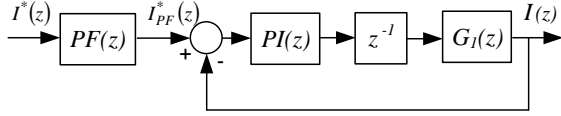


Figura 4: Esquema de control de corrientes en lazo cerrado incluyendo un controlador PI en el dominio  $z$  con prefiltro.

los que se requiera una precisión alta [18]. El retenedor de orden cero (ZOH) se utiliza para la obtención de la función de transferencia de la planta en el dominio  $z$ , de acuerdo con (10). Una vez en este dominio, los retardos (generalmente provocados por el tiempo requerido por el DSP para muestrear las corrientes y ejecutar el control) pueden ser fácilmente considerados en el modelo incluyendo un retardo de una muestra ( $z^{-1}$ ). La figura 4 muestra el diagrama general para ajustar correctamente el controlador PI en el dominio  $z$ , donde la fuerza contra-electromotriz ha sido omitida por simplicidad.

$$G(z) = z^{-1}(1 - z^{-1})Z \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} = z^{-1}(1 - z^{-1})Z \left\{ \frac{1/R}{s[(L/R)s + 1]} \right\} = \frac{1}{R} \frac{1 - e^{-aT}}{z(z - e^{-aT})}, \quad (10)$$

donde  $a = R/L$  y  $T$  es el tiempo de muestreo.

La función de transferencia del controlador PI (11) se deriva de la expresión del regulador en el dominio en  $s$  cuando se utiliza la aproximación *backward Euler*:

$$PI(z) = K_p + K_i T \frac{z}{z - 1} = \frac{(K_p + K_i T)z - K_p}{z - 1}. \quad (11)$$

Por ello, la función de transferencia en lazo abierto de corrientes  $L(z)$  y las funciones de transferencia en lazo cerrado  $T(z)$  pueden reducirse, tal y como se indica en (12) y (13).

Si el control de corriente en lazo cerrado tiene dos polos, la ecuación característica del sistema en lazo cerrado se correspondería con (14).

$$z^2 - 2e^{-w_n T} z + e^{-2w_n T}, \text{ siendo } T_{s,2\%} = \frac{5,8}{\xi w_n}. \quad (14)$$

Para esta aplicación en particular, se establecen las siguientes especificaciones:

- (i) Tiempo de establecimiento al 2% ( $T_{s,2\%}$ ).
- (ii) Factor de amortiguamiento ( $\xi$ ), que en esta aplicación en particular se ha fijado a  $\xi = 1$  para evitar sobre impulso. En este sentido, se debe tener en cuenta que, por lo general, las referencias de par se aplican en rampa para mejorar el confort de los pasajeros.

La inclusión de un retraso de una muestra y la introducción de un cero por parte del regulador PI hacen que el sistema en lazo cerrado se componga de los dos polos objetivos a partir de (14) y de un tercer polo y cero adicional ( $c$  y  $b$ , respectivamente) en (15).

$$T(z) = K \frac{z - b}{(z^2 - 2e^{-w_n T} z + e^{-2w_n T})(z - c)}. \quad (15)$$

Por lo tanto, el ajuste de los reguladores PI consiste en hacer que (13) y (15), coincidan. El polo y cero adicionales se cancelan por el prefiltro (PF), cuya expresión se indica en (16). Haciendo esto, la dinámica del lazo cerrado debe de coincidir perfectamente con el sistema de segundo orden mostrado en (14) con sus correspondientes especificaciones.

$$PF(z) = \frac{(1 - b)(z - c)}{(1 - c)(z - b)}. \quad (16)$$

Una vez se resuelve numéricamente la técnica de ubicación de polos, se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$c = 1 + e^{-aT} - 2e^{w_n T}, \quad (17)$$

$$K_p = \frac{Rce^{-2w_n T}}{1 - e^{-aT}}, \quad (18)$$

$$K_i T = \frac{R(e^{-2w_n T} + 2e^{-w_n T}c - e^{-aT})}{1 - e^{-aT}} - K_p, \quad (19)$$

$$b = \frac{K_p}{K_p + K_i T}. \quad (20)$$

Al tratarse de máquinas sensibles al efecto de la saturación magnética, es posible mejorar la respuesta dinámica de los reguladores, incluyendo la influencia de ésta en los valores de  $L_d$  y  $L_q$  de los términos *feed-forward*. Ésto se realiza, por lo general, mediante datos previamente calculados y almacenados en *Look-up Tables* (LUTs). Sin embargo, los reguladores PI se ajustan empleando valores nominales de  $R$  y  $L$ , ya que el uso de reguladores adaptativos puede ser complejo y problemático.

### III-B. Generación del vector de corriente óptimo

Una vez diseñados y ajustados los reguladores, es necesario generar, en cada momento, los vectores de corriente óptimos en función del punto de operación del vehículo. Existen diferentes métodos para la obtención de las trayectorias de corriente en las diferentes regiones de operación en tiempo real:

- **Técnicas basadas en cálculos analíticos.** Para un par de referencia, velocidad mecánica y tensión de bus determinados es posible calcular las soluciones MTPA, FW y MTPV para  $i_d^*$  e  $i_q^*$  analíticamente y en tiempo real. El problema de minimización a resolver dan lugar a polinomios de cuarto orden [14]. Estos pueden resolverse

$$L(z) = \frac{(K_p + K_i T)z - K_p}{z - 1} \frac{1}{R} \frac{1 - e^{-aT}}{z(z - e^{-aT})}, \quad (12)$$

$$T(z) = \frac{(K_p + K_i T)(1 - e^{-aT})(z - \frac{K_p}{K_p + K_i T})}{R(z^3 - z^2(-1 - e^{-aT}) + z(e^{-aT} + \frac{1}{R}(K_p + K_i T)(1 - e^{-aT}) - \frac{K_p}{R}(1 - e^{-aT})))}. \quad (13)$$

a través del método de Ferrari. La resolución de estas ecuaciones en tiempo real pueden consumir demasiado tiempo de ejecución. Otra desventaja de este método es su dependencia respecto a los parámetros eléctricos de la máquina.

- **Aproximación a curva.** Las soluciones pueden aproximarse a curvas utilizando expresiones matemáticas [19], [20]. Este método permite reducir la cantidad de memoria requerida por el microprocesador a cambio de perder precisión.
- **Debilitamiento de campo basado en algoritmos de seguimiento del límite de tensión.** Esta estrategia utiliza dos parámetros ajustables para mantener, incrementar o reducir la corriente de referencia del eje  $d$ , tal y como se explica en [21], [22]. Esta técnica se considera robusta, poco dependiente de los parámetros eléctricos de la máquina y simple de implementar. Sin embargo, su aplicación no es posible en la región MTPV, y tampoco soluciona la transición entre las regiones FW y MTPV.
- **Debilitamiento de campo basado en controladores PI.** Esta aproximación [23]–[25] es relativamente sencilla, pero debe considerarse que esta alternativa implica el correcto ajuste de un regulador PI extra. Además, tiene las mismas desventajas que la estrategia basada en el seguimiento del límite de corriente.
- **Generación de consignas de corriente mediante LUTs.** De entre todas las alternativas expuestas es la la alternativa más utilizada [26]–[28]. consiste en precalcular *offline* las trayectorias óptimas de las corrientes y almacenarlas en *Look up Tables* (LUTs) para su posterior uso. La ventaja de su uso es la minimización de los cálculos *online*, así como su simplicidad. Se debe ajustar el tamaño de las LUTs a la precisión requerida por la aplicación.

Cuando la máquina no sufre saturación magnética, las distintas trayectorias pueden calcularse *offline*, de forma directa, empleando las ecuaciones analíticas descritas en [14]. Sin embargo, si existe una saturación magnética significativa, ésta se debe considerar en el cálculo. En este contexto, es posible utilizar una de las siguientes aproximaciones de cálculo:

- (a) Realizar los cálculos mediante las fórmulas analíticas (solución polinómica) previamente mencionadas de forma iterativa, con  $N$  iteraciones, de forma que los valores de las inductancias se recalculan para cada iteración y se obtiene una convergencia en el vector de corriente obtenido para cada punto de operación (ver figura 5).
- (b) Emplear estrategias de optimización, entre las cuales cabe destacar la herramienta *fminsearch* proporcionada por MATLAB. Este método se basa en encontrar el mínimo local de una función multivariable determinada, teniendo en cuenta un conjunto de restricciones previamente definido.

Tabla I Parámetros nominales de la máquina SynRM.

Elemento	Símbolo	Valor	Unidades
Potencia máxima	$P_N$	51	kW
Velocidad máxima	$w_{max}$	11000	rpm
Pares de polos	$P$	3	-
Resistencia de estator	$R_s$	1,74	mΩ
Inductancia nominal eje d	$L_d$	0,7	mH
Inductancia nominal eje q	$L_q$	1,7	mH
Flujo de los imanes	$\Psi_{pm}$	0,38	Wb

En este trabajo se ha empleado el método iterativo presentado en la figura 5 ( $N > 1000$ ) para calcular las referencias óptimas de la máquina SynRM. Para ello, se emplea el término denominado margen de seguridad ( $k_v$ , figura 5), expresado en valores por unidad, el cual asegura que nunca se alcanza el límite de tensión. En esta aplicación en particular se fuerza  $k_v < 1$ , evitando así la sobremodulación.

El procedimiento iterativo de cálculo de las LUT no considera los límites de corriente y/o potencia del sistema de propulsión, de forma que se trata de una solución general. Dichos límites se aplican en el algoritmo de control en las salidas de las LUT. De este modo, dichos límites pueden ser modificados inmediatamente, siempre que ello fuera necesario, sin la necesidad de volver a realizar los cálculos iterativos correspondientes.

## IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

### IV-A. Descripción de la plataforma experimental

En esta sección se presentan los resultados experimentales que validan la estrategia de control presentada. Las pruebas se han realizado en el banco de ensayos automotriz de la figura 6, el cual incluye los siguientes elementos:

- Máquina de carga de inducción de 8000 rpm y 157 kW, la cual emula el comportamiento del vehículo eléctrico.
- Reductora de escala 1:1.8 que permite a la máquina SynRM alcanzar su velocidad máxima.
- Sistema de prototipado rápido dSPACE, equipado con una placa de control DS1006 y tarjeta específica *AC Motor Control Solutions*.
- Convertidor de potencia industrial Semikron IGD-1-424-PIN4-DL-FA, de una potencia nominal de 140 kW y frecuencia de conmutación máxima de 25 kHz.
- Torquímetro HBM HBMT40B.

El control ha sido validado en una máquina SynRM de 51 kW cuyos parámetros nominales más significativos se reflejan en la tabla I. La posición y velocidad angular se determinan mediante un resolver instalado en el motor. La frecuencia de conmutación del convertidor de potencia es de 10 kHz. Los requerimientos del control y los parámetros del controlador FOC ajustados para la aplicación se muestran en la tabla II.

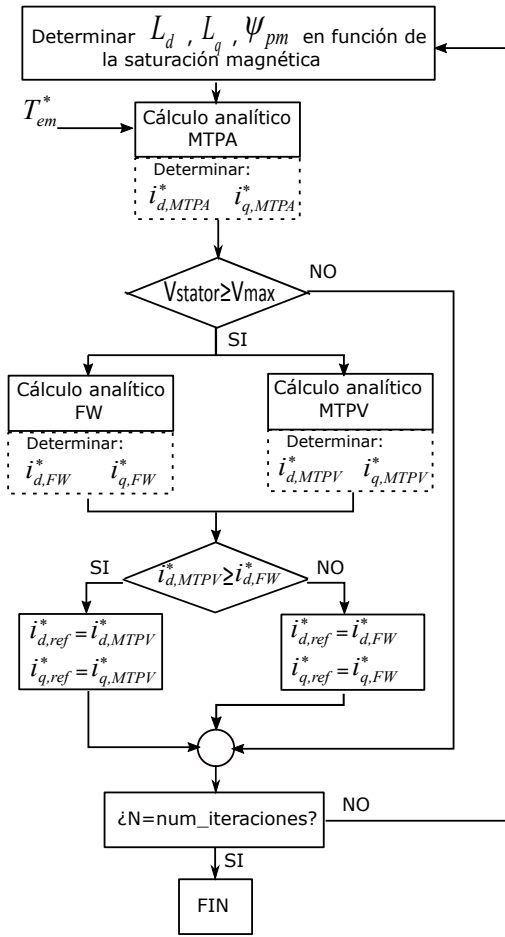


Figura 5: Estrategia propuesta para el cálculo iterativo *offline* para la generación de las LUT.

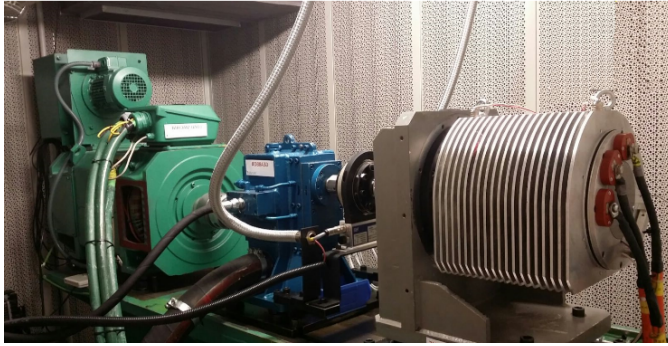
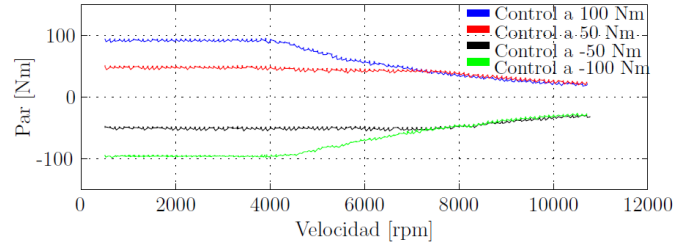


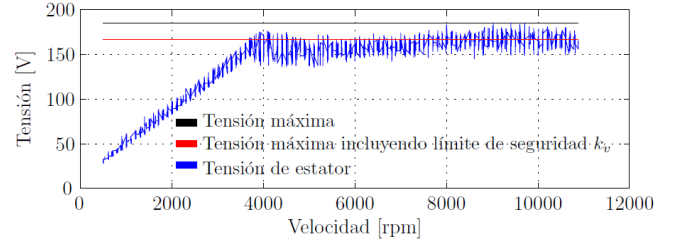
Figura 6: Banco de pruebas experimental.

Tabla II Ajuste de parámetros del regulador.

Elemento	Símbolo	Valor	Unidades
Frecuencia de muestreo	$F_s$	10	KHz
Coefficiente de amortiguamiento	$\xi$	1	-
Margen de seguridad	$k_v$	10	%
Ganancia Proporcional regulador	$Kp_d$	0,7216	-
Ganancia Proporcional regulador	$Kp_q$	1,7547	-
Ganancia Integral regulador	$Ki_d$	204,5199	-
Ganancia Integral regulador	$Ki_q$	496,5983	-
Polo prefiltro	$c_{d,q}$	0,0905	-
Polo prefiltro	$b_{d,q}$	0,9778	-



(a) Control de Par



(b) Control de tensión de estator

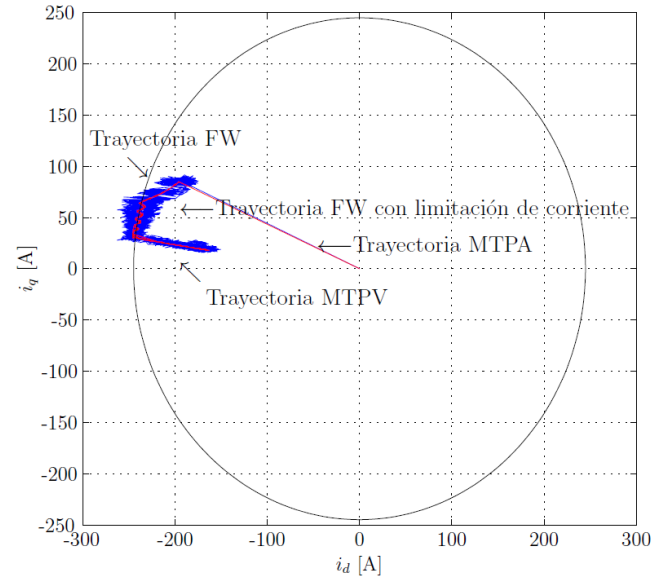


Figura 7: Resultados experimentales de la máquina SynRM asistida por imanes.

#### IV-B. Resultados

La figura IV-B(a) muestra los resultados experimentales de la estrategia de control propuesta para referencias de par nominales  $|T_{em}^*| = 100Nm$  y referencias de par intermedias  $|T_{em}^*| = 50Nm$  en función de la velocidad, demostrando la robustez del control en todo el rango de operación de la máquina (MTPA, FW y MTPV). En dicha figura se puede apreciar la reducción del par producido debido a la aplicación del debilitamiento de campo.

Los resultados de estabilidad del control de la tensión de estator a par nominal  $T_{em}^* = 100Nm$  se muestra en la figura IV-B(b), donde se incluye la tensión máxima de bus ( $V_{dc}/\sqrt{3}$ ), la tensión máxima incluyendo un margen de seguridad del 10% ( $k_v = 0,9$ ) y la tensión de estator. Finalmente, la figura (c) muestra la trayectoria del vector de corrientes en el plano  $dq$  atravesando todas las regiones de operación.

## V. CONCLUSIONES

Las máquinas SynRM se consideran candidatas promotoras para su aplicación en los sistemas de tracción de los vehículos eléctrico y/o híbridos de nueva generación. La técnica de control FOC es una de las estrategias más populares para el control de par en este tipo de máquinas. En este sentido, se recomienda ajustar el controlador en el dominio  $z$  incluyendo un prefiltro para garantizar una respuesta de alta precisión. Para el cálculo de las corrientes de referencia existen varios métodos, siendo su cálculo *offline* y posterior almacenamiento en LUTs la estrategia más recomendada debido a su bajo peso computacional. El método iterativo propuesto resulta de gran utilidad, ya que considera el efecto de la saturación magnética en las inductancias y, por consiguiente, en las propias trayectorias del vector de corriente de referencia.

Los resultados experimentales demuestran una regulación de par satisfactoria en todo el rango de velocidad de la máquina. Las pruebas se han llevado a cabo en un banco de pruebas automotriz, emulando una aplicación real de vehículo eléctrico. La estrategia propuesta puede ser extrapolada a otras configuraciones de máquina, tales como máquinas IPMSM, o SynRM puras.

## AGRADECIMIENTOS

El trabajo descrito en este artículo ha sido generado y patrocinado por el Departamento de Educación, Política Lingüística y Cultura del Gobierno Vasco en base a las ayudas para apoyar las actividades de grupos de investigación del sistema universitario vasco IT978-16 y ha sido financiado por el Ministerio de Economía y Competitividad a través del proyecto de investigación DPI2014-53685-C2-2-R y los fondos FEDER, por el Gobierno Vasco a través del proyecto de investigación KT4TRANS del programa ELKARTEK (KK-2015/00047 y KK-2016/00061) y por los proyectos DPI2013-41224-P (Ministerio de Economía y Competitividad) y 2014 SGR 267 (AGAUR).

## REFERENCIAS

- [1] T. Finken, M. Hombitzer, and K. Hameyer, "Study and comparison of several permanent-magnet excited rotor types regarding their applicability in electric vehicles," in *Emobility - Electrical Power Train Conference*, 2010.
- [2] J. Alsawalhi and S. Sudhoff, "Design optimization of asymmetric salient permanent magnet synchronous machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 4, pp. 1315–1324, 2016.
- [3] I. Boldea, L. Tutelea, L. Parsa, and D. Dorrell, "Automotive electric propulsion systems with reduced or no permanent magnet: An overview," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5696–5711, 2014.
- [4] J. Riba, C. López-Torres, L. Romeral, and A. Garcia, "Rare-earth-free propulsion motors for electric vehicles: A technology review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, no. 57, pp. 367–379, 2016.
- [5] T. Guo, N. Schofield, and A. Emadi, "Double segmented rotor switched reluctance machine with shared stator back-iron for magnetic flux passage," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 4, pp. 1278–1286, 2016.
- [6] V. Vujicic and M. Casalan, "Simple sensorless control for high-speed operation of switched reluctance generator," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 4, pp. 1325–1335, 2016.
- [7] D. Reed, H. Hofmann, and J. Sun, "Offline identification of induction machine parameters with core loss estimation using the stator current locus," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 4, pp. 1549–1558, 2016.
- [8] K. Malekian, M. Sharif, and J. Milimonfared, "An optimal current vector control for synchronous reluctance motors incorporating field weakening," *IEEE International Workshop on Advanced Motion Control*, no. 393–398, 2008.
- [9] C. Chen, T. Liu, and M. Lin, "Position control of a sensorless synchronous reluctance motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 1, pp. 15–24, 2004.
- [10] P. Guglielmi, M. Pastorelli, G. Pellegrino, and A. Vagati, "Position-sensorless control of permanent-magnet-assisted synchronous reluctance motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 2, pp. 615–622, 2004.
- [11] N. Bianchi, E. Fornasiero, M. Ferrari, and M. Castiello, "Experimental comparison of pm-assisted synchronous reluctance motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 1, pp. 163–171, 2016.
- [12] S. Ooi, M. Morimoto, M. Sanada, and Y. Inoue, "Performance evaluation of a high power density pmasynrm with ferrite magnets," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 3, pp. 1308–1315, 2013.
- [13] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasaka, and K. Taniguchi, "Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, no. 5, pp. 866–871, 1990.
- [14] S. Jung, J. Hong, and K. Nam, "Current minimizing torque control of the ipmsm using ferrari's method," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 5603–5617, 2013.
- [15] E. Trancho, E. Ibarra, A. Arias, C. Salazar, I. Lopez, A. Diaz de Guereñu, and A. Peña, "Ipmsm torque control strategies based on luts and vct feedback for robust control under machine parameter variations," in *Proc. of the Industrial Electronics Society Conference (IECON)*, 2016.
- [16] X. Garcia, B. Zigmund, A. Terlizzi, T. Pavlanini, and L. Salvatore, "Comparison between foc and dtc strategies for permanent magnet synchronous motors," *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, pp. 76–81, 2004.
- [17] M. Chinchilla, S. Arnaltes, and J. Burgos, "Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind energy system connected to the grid," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 87, no. 1, pp. 130–135, 2006.
- [18] A. Arias, J. Caum, and R. Griño, "Moving towards the maximum speed in stepping motors by means of enlarging the bandwidth of the current controller," *Mechatronics*, vol. 40, pp. 51–62, 2016.
- [19] S. Huang, Z. Chen, K. Huang, and J. Gao, "Maximum torque per ampere and flux-weakening control for pmsm based on curve fitting," in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2010.
- [20] M. Hoque, C. Butt, and M. Rahman, "A novel approach for mtpa speed control of ipmsm drive," in *International Conference on Electrical and Computer Engineering (ICECE)*, 2002, pp. 336–339.
- [21] B. Asaei and B. Rahrovi, "Minimum-copper-loss control over full speed range of an ipmsm drive for hybrid electric vehicle application," in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2010.
- [22] S. Shue and C. Pan, "Voltage-constraint-tracking-based field-weakening control of ipm synchronous motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 340–347, 2008.
- [23] Z. Lei, W. Xuhui, Z. Feng, K. Liang, and Z. Baocang, "Deep field-weakening control of pmsm for both motion and generation operation," in *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2011.
- [24] J. Kim and S. Sul, "Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 1, pp. 43–48, 1997.
- [25] P. Lin and Y. Lai, "Novel voltage trajectory control for flux weakening operation of surface mounted pmsm drives," in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2008.
- [26] M. Meyer and J. Bocker, "Optimum control for interior permanent magnet synchronous motors (ipmsm) in constant torque and flux weakening range," in *EPE-PEMC Conference*, 2006, pp. 282–286.
- [27] G. Rang, J. Lim, K. Nam, H. Ihm, and H. Kim, "A mtpa control scheme for an ipm synchronous motor considering magnet flux variation caused by temperature," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2004.
- [28] Y. Kim and S. Sul, "Torque control strategy of an ipmsm considering the flux variation of the permanent magnet," in *Industry Applications Conference*, 2007.